



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

①2 **Offenlegungsschrift**
①0 **DE 101 00 417 A 1**

⑤1 Int. Cl.⁷:
G 01 S 13/28

②1 Aktenzeichen: 101 00 417.6
②2 Anmeldetag: 8. 1. 2001
④3 Offenlegungstag: 11. 7. 2002

DE 101 00 417 A 1

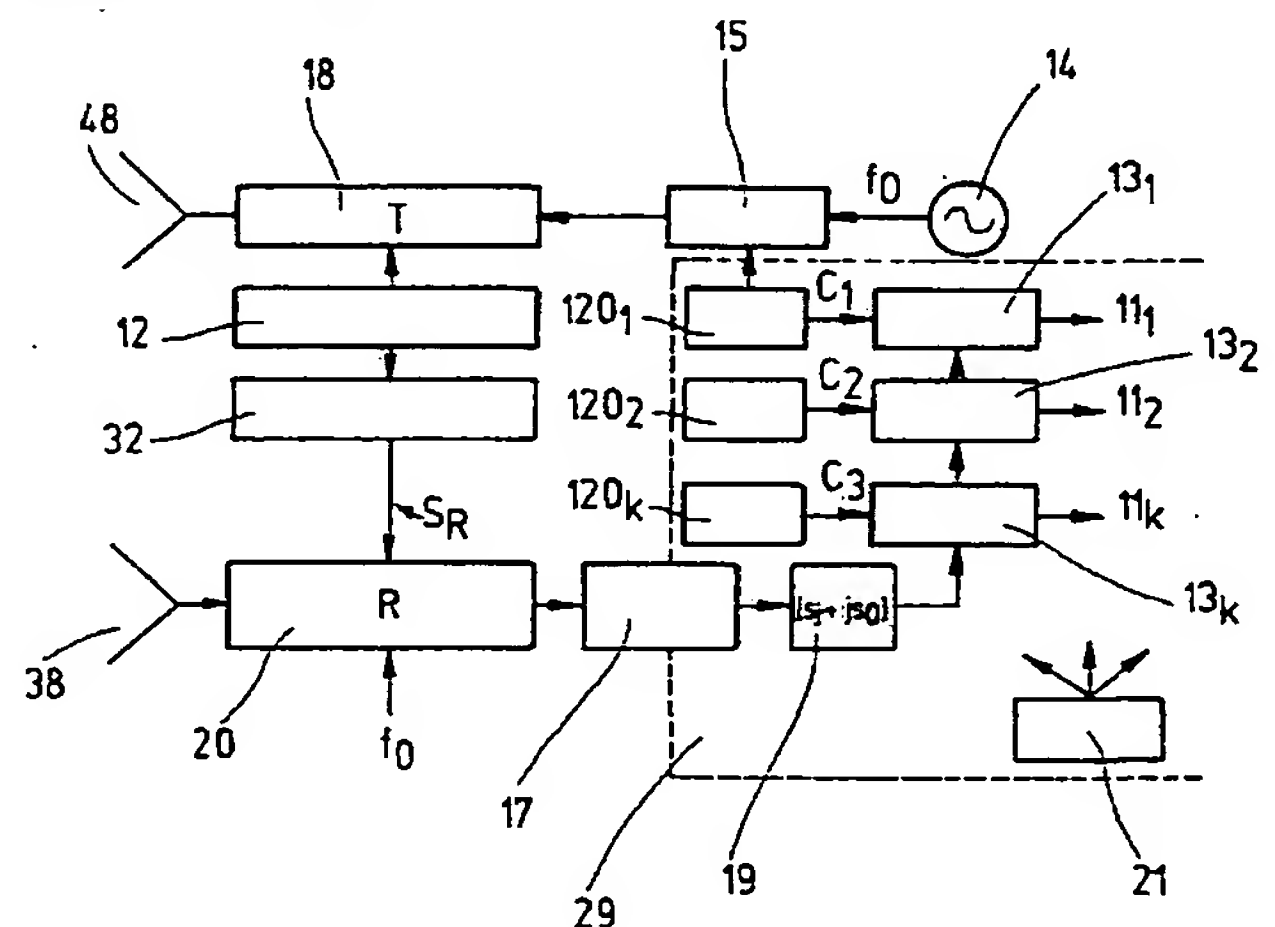
⑦1 Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

⑦2 Erfinder:
Brosche, Thomas, Dr., 70195 Stuttgart, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤4 Radareinrichtung und Verfahren zum Codieren einer Radareinrichtung

⑤7 Die Erfindung betrifft eine Radareinrichtung mit Mitteln (12) zum Erzeugen eines ersten Code, Mitteln (18) zum Modulieren eines Sendesignals in einem Sendezweig mit dem ersten Code, Mitteln (32) zum Verzögern des ersten Code, Mitteln (20) zum Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig mit dem verzögerten ersten Code und Mitteln zum Mischen eines Referenzsignals mit einem Empfangssignal, wobei mehrere Empfangskanäle (11₁, 11₂, ..., 11_k) vorgesehen sind, die Empfangskanäle (11₁, 11₂, ..., 11_k) Mittel (120₁, 120₂, ..., 120_k) zum Erzeugen weiterer Codes (C₁, C₂, ..., C_k) aufweisen, die Empfangskanäle (11₁, 11₂, ..., 11_k) Mittel (13₁, 13₂, ..., 13_k) zum Demodulieren mit den jeweiligen weiteren Codes (C₁, C₂, ..., C_k) aufweisen und Mittel (15) zum Modulieren des Sendesignals mit mindestens einem der weiteren Codes (C₁, C₂, ..., C_k) vorgesehen sind. Die Erfindung betrifft ebenfalls ein Verfahren, welches vorteilhaft mit der erfindungsgemäßen Radareinrichtung ausführbar ist.



DE 101 00 417 A 1

BEST AVAILABLE COPY

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine, Radareinrichtung mit Mitteln zum Erzeugen eines ersten Code, Mitteln zum Modulieren eines Sendesignals in einem Sendezweig mit dem ersten Code, Mitteln zum Verzögern des ersten Code, Mitteln zum Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig mit dem verzögerten ersten Code und Mitteln zum Mischen eines Referenzsignals mit einem Empfangssignal. Die Erfindung betrifft ferner ein Verfahren zum Codieren einer Radareinrichtung mit den Schritten: Erzeugen eines ersten Code, Modulieren eines Sendesignals in einem Sendezweig mit dem ersten Code, Verzögern des ersten Code, Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig mit dem verzögerten ersten Code und Mischen eines Referenzsignals mit einem Empfangssignal.

Stand der Technik

[0002] Für Radareinrichtungen gibt es zahlreiche Anwendungen auf den verschiedensten Gebieten der Technik. Beispielsweise ist für die Nahbereichssensorik in Kraftfahrzeugen der Einsatz von Radar-Sensoren möglich.

[0003] Grundsätzlich werden bei Radareinrichtungen elektromagnetische Wellen von einer Sendeantenne abgestrahlt. Treffen diese elektromagnetischen Wellen auf ein Hindernis, so werden sie reflektiert und nach der Reflexion von einer anderen oder derselben Antenne wieder empfangen. Nachfolgend werden die empfangenen Signale einer Signalverarbeitung und Signalauswertung zugeführt.

[0004] Beispielsweise werden in Kraftfahrzeugen Radar-Sensoren für die Messung des Abstands zu Zielen und/oder der Relativgeschwindigkeit bezüglich solcher Ziele außerhalb des Kraftfahrzeuges eingesetzt. Als Ziele kommen zum Beispiel vorausfahrende oder parkende Kraftfahrzeuge in Frage.

[0005] Fig. 1 zeigt eine schematische Darstellung einer Radareinrichtung mit einem Korrelationsempfänger des Standes der Technik. Ein Sender 300 wird durch eine Pulserzeugung 302 veranlasst, über eine Antenne 304 ein Sendesignal 306 abzustrahlen. Das Sendesignal 306 trifft auf ein Zielobjekt 308, wo es reflektiert wird. Das Empfangssignal 310 wird von der Antenne 312 empfangen. Diese Antenne 312 kann mit der Antenne 304 identisch sein. Nach dem Empfang des Empfangssignals 310 durch die Antenne 312 wird dieses dem Empfänger 314 übermittelt und nachfolgend über eine Einheit 316 mit Tiefpass und Analog/Digital-Wandlung einer Signalauswertung 318 zugeführt. Die Besonderheit bei dem Korrelationsempfänger besteht darin, dass der Empfänger 314 von der Pulserzeugung 302 ein Referenzsignal 320 erhält. Die von dem Empfänger 314 empfangenen Empfangssignale 310 werden in dem Empfänger 314 mit dem Referenzsignal 320 gemischt. Der Empfänger 314 kann einen Inphase/Quadratur(I/Q)-Demodulator enthalten. Durch die Korrelation kann auf der Grundlage der zeitlichen Verzögerung vom Aussenden bis zum Empfangen der Radarimpulse beispielsweise auf die Entfernung eines Zielobjektes geschlossen werden.

[0006] Grundsätzlich ist es erwünscht, Störsignale, welche beispielsweise von anderen Sendeantennen herrühren, von an den Zielen reflektierten Signalanteilen zu trennen. Störungen werden zum Beispiel durch andere Radar-Sensoren, Sender, Verbraucher am Bordnetz des Kraftfahrzeuges, Handys oder durch Rauschen erzeugt. Es sind bereits Verfahren bekannt, die eine zusätzliche Modulation von Signalen nutzen, um Störsignale von an Zielen reflektierten Signalanteilen zu trennen. Ebenfalls wurde bereits vorgeschlagen, zur Störsignalunterdrückung eine Pseudo-Noise-Co-

dierung (PN-Codierung) zu verwenden. Durch Codierung soll erreicht werden, derartige Störungen zu minimieren, wobei insbesondere das Signal-Rausch-Verhältnis ("signal/noise" S/N) im Ausgangssignal der Radareinrichtung erhöht werden soll. Durch eine solche Erhöhung des S/N-Verhältnisses wird es ermöglicht, entweder Ziele mit geringerem Rückstrahlquerschnitt zu erkennen oder die Pulsspitzenleistung bei konstanten S/N zu verringern. Die Vorteile, Ziele mit geringerem Rückstrahlquerschnitt zu erkennen, bestehen beispielsweise darin, dass von einem Kraftfahrzeug nicht nur ein vorausfahrendes Kraftfahrzeug erkannt wird, sondern mit größerer Wahrscheinlichkeit auch Fußgänger beziehungsweise Radfahrer. Das Verringern der Pulsspitzenleistung hat zur Folge, dass geringere Störungen anderer Systeme zum Beispiel von Richtfunkanlagen bewirkt werden; in diesem Zusammenhang erleichtert die Verringerung der Pulsspitzenleistung die Genehmigung der Sensoren bei den zuständigen Regulierungsbehörden.

[0007] Ferner ist man bestrebt, bei Einsatz von mehreren Radar-Sensoren die Sendesignale der jeweils anderen Sensoren zu empfangen und auszuwerten. Daher will man zwischen den Signalen unterschiedlicher Radar-Sensoren unterscheiden können.

Vorteile der Erfindung

[0008] Die Erfindung baut auf der gattungsgemäßen Radareinrichtung dadurch auf, dass mehrere Empfangskanäle vorgesehen sind, dass die Empfangskanäle Mittel zum Erzeugen weiterer Codes aufweisen, dass die Empfangskanäle Mittel zum Demodulieren mit den jeweiligen weiteren Codes aufweisen und dass Mittel zum Modulieren des Sendesignals mit mindestens einem der weiteren Codes vorgesehen sind. Auf diese Weise ist es möglich, zwischen den Signalen mehrerer Radar-Sensoren zu unterscheiden. Es erfolgt demnach eine Verbesserung der Störsignalunterdrückung beziehungsweise eine Erhöhung des S/N-Verhältnisses durch die Modulation der Signale mit einer Entkopplung verschiedener Radar-Sensoren durch die Verwendung unterschiedlicher Codes. Auf diese Weise kann der Nachweis von Scheinzielen unterdrückt werden, und es kann eine genauere Bestimmung der Zielgeometrie vorgenommen werden.

[0009] Vorzugsweise erfolgt die Modulation eines der Signale mit dem ersten Code durch eine Amplitudenmodulation (ASK; "Amplitude Shift Keying"), und die Modulation des anderen Signals erfolgt mit dem ersten Code durch eine Phasenmodulation (PSK; "Phase Shift Keying"). Es ist also möglich, eine Amplitudenmodulation mit einer Phasenmodulation zu kombinieren, so dass im Rahmen der vorliegenden Erfindung unterschiedliche Modulationsarten einsetzbar sind. Ebenfalls ist es möglich eine Frequenzmodulation (FSK; "Frequency Shift Keying") zu verwenden.

[0010] Die Erfindung ist besonders dadurch vorteilhaft, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt und dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Amplitudenmodulation (ASK) oder durch Frequenzmodulation (FSK) erfolgt. Werden im Empfangszweig andere Modulationsarten als die Phasenmodulation (PSK) verwendet, so wird im Rahmen der vorliegenden Erfindung im Sendezweig eine Phasenmodulation (PSK) eingesetzt.

[0011] Es kann jedoch auch vorteilhaft sein, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Amplitudenmodulation (ASK), Frequenzmodulation (FSK) oder Phasenmodulation (FSK) erfolgt und dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt. Liegt also im

Empfangszweig eine Phasenmodulation (PSK) vor, so sind im Sendezweig verschiedenste Modulationsarten einsetzbar. [0012] Die Radareinrichtung ist besonders dadurch vorteilhaft weitergebildet, dass eine der genannten Kombinationen von Modulationsarten unabhängig von den für den ersten Code verwendeten Modulationsarten für die weiteren Codes verwendet wird.

[0013] Vorzugsweise ist zur Filterung der Signale vor der Demodulation ein Tiefpass vorgesehen. Hierdurch ist es möglich, eine geringe Taktfrequenz für die weiteren Codierungen zu verwenden. Dies hat insbesondere den Vorteil, dass die Codierung in den Empfangskanälen nicht verzögert werden muss. Es ist eine Realisierung von sehr vielen Kanälen bei nur geringem Mehraufwand an Bauelementen möglich, wobei diese Bauelemente mit relativ geringer Frequenz getaktet werden. Auf der Hochfrequenzebene muss lediglich eine zusätzliche Modulation vorgesehen sein, gegebenenfalls – durch einen zusätzlichen Modulator. Ebenfalls hat die Realisierung der Empfangskanäle auf der Niederfrequenzebene den Vorteil, dass keine Verschlechterung des S/N-Verhältnisses erfolgt.

[0014] Besonders vorteilhaft ist es, wenn der Code ein Pseudo-Noise-Code (PN-Code) ist. Die Verwendung von PN-Codes zur Störsignalunterdrückung wurde in der Literatur umfassend beschrieben, so dass die Erfindung unter Verwendung von PN-Codes besonders gut realisierbar ist.

[0015] Vorzugsweise erfolgen die Erzeugung der weiteren Codes und die Modulation mit einer Taktfrequenz, die ein ganzzahliger Teil der Pulswiederholfrequenz zur Erzeugung des ersten Code ist. Auf diese Weise werden die Codegenerierungen und die Demodulationen bezüglich der verschiedenen Codes aufeinander abgestimmt.

[0016] Es ist bevorzugt, dass k Empfangskanäle vorgesehen sind, dass k Mittel zum Erzeugen von k weiteren Codes vorgesehen sind und dass jeder der k weiteren Codes zu jedem anderen der $k - 1$ weiteren Codes orthogonal ist. Durch die Orthogonalität der Codes ist es möglich, bei sich überdeckenden Erfassungsbereichen der jeweiligen Sensoren, nur die entsprechenden Sensoren in einem jeweiligen Empfangskanal auszuwerten. Ferner sind orthogonale Codes schaltungstechnisch in einfacher Weise herstellbar.

[0017] Vorzugsweise sind zur Erzeugung der orthogonalen Codes ein Zähler und mehrere EXOR-Gatter vorgesehen. Hierdurch lassen sich ideale Entkopplungen der jeweiligen Radar-Sensoren erzeugen, beispielsweise durch zyklische Invertierung.

[0018] In einem besonders bevorzugten Fall sind zur Erzeugung der orthogonalen Codes ein Toggle Flip-Flop (TFF) und ein EXOR-Gatter vorgesehen. Durch einen TFF lassen sich in besonders einfacher Weise zwei orthogonale Codes erzeugen.

[0019] In diesem Zusammenhang ist es besonders vorteilhaft, wenn bei der Verwendung von PSK im Empfangszweig zusätzlich ein nicht codierter Empfangskanal vorgesehen ist. Unter Verwendung eines TFF und eines EXOR-Gatters ist also aufgrund des zusätzlichen nicht codierten Empfangskanals die Realisierung von drei Empfangskanälen möglich.

[0020] Vorzugsweise sind digitale Mittel zum Steuern der Verzögerung vorgesehen. Derartige digitale Mittel, beispielsweise ein Microcontroller oder ein digitaler Signalprozessor, sind in der Lage, sowohl die Pulswiederholfrequenz als auch den PN-Code in einer geeigneten Weise zu verzögern, so dass die Signale im Empfangszweig die erforderliche Korrelation erfahren.

[0021] Es kann aber auch vorteilhaft sein, wenn Schaltungsmittel zum Steuern der Verzögerung vorgesehen sind. Neben dem Steuern der Verzögerung mit digitalen Mitteln

ist es also auch möglich Hardware zur Realisierung der Verzögerung einzusetzen.

[0022] Besonders vorteilhaft ist es, wenn Mittel zum Auslasten von Phasenübergängen vorgesehen sind. Da die Umschaltung der Phasenlage im realen Aufbau nicht instantan erfolgt, entstehen nach der Integration des Signals Fehler. Wird jedoch das phasenmodulierte Signal während der Übergangszeit zwischen den verschiedenen Phasenlagen ausgetastet, so kann man diese Fehler minimieren.

[0023] Die Erfindung baut auf dem gattungsgemäßen Verfahren dadurch auf, dass mehrere Empfangskanäle vorgesehen sind, dass in den Empfangskanälen weitere Codes erzeugt werden, dass in den Empfangskanälen Signale mit den jeweiligen weiteren Codes moduliert werden und dass das Sendesignal mit mindestens einem der weiteren Codes moduliert wird. Auf diese Weise ist es möglich, zwischen den Signalen mehrerer Radar-Sensoren zu unterscheiden. Es erfolgt demnach eine Verbesserung der Störsignalunterdrückung beziehungsweise eine Erhöhung des S/N-Verhältnisses durch die Modulation der Signale mit einer Entkopplung verschiedener Radar-Sensoren durch die Verwendung unterschiedlicher Codes. Auf diese Weise kann der Nachweis von Scheinzielen unterdrückt werden, und es kann eine genauere Bestimmung der Zielgeometrie vorgenommen werden.

[0024] Es ist besonders bevorzugt, wenn die Modulation eines der Signale mit dem ersten Code durch eine Amplitudenmodulation (ASK; "Amplitude Shift Keying") erfolgt und wenn die Modulation des anderen Signals mit dem ersten Code durch eine Phasenmodulation (PSK; "Phase Shift Keying") erfolgt. Es ist also möglich, eine Amplitudenmodulation mit einer Phasenmodulation zu kombinieren, so dass im Rahmen der vorliegenden Erfindung unterschiedliche Modulationsarten einsetzbar sind. Ebenfalls ist es möglich eine Frequenzmodulation (FSK; "Frequency Shift Keying") zu verwenden.

[0025] Bevorzugt erfolgt die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Phasenmodulation (PSK), und die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig erfolgt durch Amplitudenmodulation (ASK) oder Frequenzmodulation (FSK; "Frequency Shift Keying"). Werden im Empfangszweig andere Modulationsarten als die Phasenmodulation (PSK) verwendet, so wird im Rahmen der vorliegenden Erfindung im Sendezweig eine Phasenmodulation (PSK) eingesetzt.

[0026] Besonders bevorzugt ist es, wenn die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Amplitudenmodulation (ASK), Frequenzmodulation (FSK) oder Phasenmodulation (PSK) erfolgt und wenn die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt. Liegt also im Empfangszweig eine Phasenmodulation (PSK) vor, so sind im Sendezweig verschiedenste Modulationsarten einsetzbar.

[0027] Das erfindungsgemäße Verfahren ist besonders dadurch vorteilhaft weitergebildet, dass eine der genannten Kombinationen von Modulationsarten unabhängig von den für den ersten Code verwendeten Modulationsarten für die weiteren Codes verwendet wird.

[0028] Vorzugsweise werden die Signale vor der Demodulation in einem Tiefpass gefiltert. Hierdurch ist es möglich, eine geringe Taktfrequenz für die weiteren Codierungen zu verwenden. Dies hat insbesondere den Vorteil, dass die Codierung in den Empfangskanälen nicht verzögert werden muss. Es ist eine Realisierung von sehr vielen Kanälen bei nur geringem Mehraufwand an Bauelementen möglich, wobei diese Bauelemente mit relativ geringer Frequenz getaktet werden. Auf der Hochfrequenzebene muss lediglich eine zusätzliche Modulation vorgesehen sein, gegebenenfalls durch einen zusätzlichen Modulator. Ebenfalls hat die

Realisierung der Empfangskanäle auf der Niederfrequenzebene den Vorteil, dass keine Verschlechterung des S/N-Verhältnisses erfolgt.

[0029] Bevorzugt sind die Codes Pseudo-Noise-Codes (PN-Codes). Die Verwendung von PN-Codes zur Störsignalunterdrückung wurde in der Literatur umfassend beschrieben, so dass die Erfindung unter Verwendung von PN-Codes besonders gut realisierbar ist.

[0030] Die Erfindung ist besonders dadurch vorteilhaft, dass die Erzeugung der weiteren Codes und die Demodulation mit einer Taktfrequenz erfolgt, die ein ganzzahliger Teil der Pulswiederholfrequenz zur Erzeugung des ersten PN-Code ist. Auf diese Weise werden die Codegenerierungen und die Demodulationen bezüglich der verschiedenen Codes aufeinander abgestimmt.

[0031] Besonders zu bevorzugen ist, dass k Empfangskanäle vorgesehen sind, dass k Mittel zum Erzeugen von k weiteren Codes vorgesehen sind und dass jeder der k weiteren Codes zu jedem anderen der k - 1 weiteren Codes orthogonal ist. Durch die Orthogonalität der Codes ist es möglich, bei sich überdeckenden Erfassungsbereichen der jeweiligen Sensoren, nur die entsprechenden Sensoren in einem jeweiligen Empfangskanal auszuwerten. Ferner sind orthogonale Codes schaltungstechnisch in einfacher Weise herstellbar.

[0032] Vorzugsweise werden die orthogonalen Codes durch einen Zähler und mehrere EXOR-Gatter erzeugt. Hierdurch lassen sich ideale Entkopplungen der jeweiligen Radar-Sensoren erzeugen, beispielsweise durch zyklische Invertierung.

[0033] In einer besonders vorteilhaften Ausführungsform werden die orthogonalen Codes durch ein Toggle Flip-Flop (TFF) und ein EXOR-Gatter erzeugt. Durch einen TFF lassen sich in besonders einfacher Weise zwei orthogonale Codes erzeugen.

[0034] Vorzugsweise ist bei der Verwendung von PSK im Empfangszweig zusätzlich ein nicht codierter Empfangskanal vorgesehen. Unter Verwendung eines TFF und eines EXOR-Gatters ist also aufgrund des zusätzlichen nicht codierten Empfangskanals die Realisierung von drei Empfangskanälen möglich.

[0035] Es ist nützlich, wenn die Verzögerung durch digitale Mittel gesteuert wird. Derartige digitale Mittel, beispielsweise ein Microcontroller oder ein digitaler Signalprozessor, sind in der Lage, sowohl die Pulswiederholfrequenz als auch den PN-Code in einer geeigneten Weise zu verzögern, so dass die Signale im Empfangszweig die erforderliche Korrelation erfahren.

[0036] Es kann aber auch vorteilhaft sein, wenn die Verzögerung durch Schaltungsmittel erfolgt. Neben dem Steuern der Verzögerung mit digitalen Mitteln ist es also auch möglich Hardware zur Realisierung der Verzögerung einzusetzen.

[0037] Ferner ist vorteilhaft, wenn Phasenübergänge ausgetastet werden. Da die Umschaltung der Phasenlage im realen Aufbau nicht instantan erfolgt, entstehen nach der Integration des Signals Fehler. Wird jedoch das phasenmodulierte Signal während der Übergangszeit zwischen den verschiedenen Phasenlagen ausgetastet, so kann man diese Fehler minimieren.

[0038] Der Erfindung liegt die überraschende Erkenntnis zugrunde, dass eine Trennung mehrerer Empfangskanäle durch einfache Mittel möglich ist. Es erfolgt eine Trennung zwischen der Codierung des Radar-Sensors und den zusätzlichen Codierungen für die Realisierung mehrerer Empfangskanäle. Die zusätzliche Codierung hat keine weiteren Aufgaben. Hierdurch ist es möglich, diese sehr einfach zu gestalten und eine relativ niedrige Taktfrequenz zu verwenden. Die für die Funktion des Radars notwendige Verzö-

gung des Referenzsignals wird in dem ersten Code vorgenommen. Die zusätzliche Codierung muss aufgrund der dafür verwendeten geringen Taktfrequenz in den Empfangskanälen nicht verzögert werden. Auch bei der Realisierung von sehr vielen Kanälen ist nur ein geringer Mehraufwand an Bauelementen notwendig, die mit relativ geringer Frequenz getaktet werden. Auf der HF-Ebene ist nur eine zusätzliche Modulation erforderlich. Ebenfalls ist es vorteilhaft, dass die verwendeten Codes, das heißt der erste Code und die weiteren Codes zur Trennung der Empfangskanäle, jeweils unabhängig voneinander entsprechend den jeweiligen Anforderungen wählbar sind. Die digitalen Schaltungen zur Codeerzeugung und zur Codeverschiebung sowie die Schalter und Mischer sind gut integrierbar, beispielsweise in einem "monolithic microwave integrated circuit" (MMIC).

Zeichnungen

[0039] Die Erfindung wird nun mit Bezug auf die begleitenden Zeichnungen anhand bevorzugter Ausführungsformen beispielhaft erläutert.

[0040] Dabei zeigt:

[0041] Fig. 1 ein Blockschaltbild einer Radareinrichtung des Standes der Technik;

[0042] Fig. 2 Ausschnitte aus PN-Codes;

[0043] Fig. 3 eine Autokorrelationsfunktion eines PN-Codes über verschiedene Wertebereiche;

[0044] Fig. 4 Ausschnitte eines PN-Codes und von mit dem PN-Code modulierten Signalen;

[0045] Fig. 5 Autokorrelationsfunktionen von auf verschiedene Weise modulierten Signalen;

[0046] Fig. 6 eine schematische Darstellung einer Ausführungsform einer Radareinrichtung;

[0047] Fig. 7 ein Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Radareinrichtung;

[0048] Fig. 8 ein Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Radareinrichtung;

[0049] Fig. 9 ein Schaltungsprinzip für die Erzeugung orthogonaler Codes;

[0050] Fig. 10 ein weiteres Schaltungsprinzip für die Erzeugung orthogonaler Codes; und

[0051] Fig. 11 ein Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Radareinrichtung.

Beschreibung der Ausführungsbeispiele

[0052] Fig. 2 zeigt Ausschnitte von PN-Codes. In dem oberen Teil von Fig. 2 ist ein PN-Code in Abhängigkeit des Parameters v dargestellt. Der untere Teil von Fig. 2 zeigt denselben PN-Code mit einer Verschiebung um $v = 2$. Derartige PN-Codes und deren Verschiebung werden im Rahmen der vorliegenden Erfindung zur Verbesserung des S/N-Verhältnisses und des Verhältnisses von Nutzsignal zu Doppler-Lecksignal verwendet. Grundsätzlich erreicht man eine solche Verbesserung durch die Erhöhung der Pulswiederholfrequenz f_{PW} . Allerdings ist die maximale Pulswiederholfrequenz durch die Reichweite des Radars begrenzt:

$$f_{PW,max} = \frac{c}{2R_{max}}$$

mit $f_{PW,max}$: maximale Pulswiederholfrequenz

c : Lichtgeschwindigkeit

R_{max} : Reichweite des Radars.

[0053] Ziele mit Entfernungen, die jenseits von R_{max} liegen, werden nicht erkannt. Wird die Pulswiederholfrequenz erhöht, so ist die Messung für Zielentfernungen zwischen $C/(2f_{PW})$ und R_{max} nicht mehr eindeutig. Im Rahmen der

vorliegenden Erfindung gelingt es jedoch, das S/N-Verhältnis durch eine Erhöhung der Pulswiederholfrequenz zu erreichen, da durch den Einsatz einer PN-Codierung die Pulswiederholfrequenz erhöht werden kann, ohne die Eindeutigkeit der Entfernungsmessung zu gefährden. Der Grund für die Verbesserung des S/N-Verhältnisses durch Erhöhung der Pulswiederholfrequenz liegt darin, dass bei unveränderter Übertragungsfunktion des verwendeten Tiefpasses im Empfangssignal über eine größere Anzahl von Pulsen integriert wird. Erhöht man die Pulswiederholfrequenz beispielsweise um einen Faktor m , so ergibt sich bei kohärenter Integration ein um m erhöhtes S/N-Verhältnis. Beträgt das S/N-Verhältnis demnach vor der Erhöhung der Pulswiederholfrequenz $(S/N)_n$, so beträgt es nach der Erhöhung der Pulswiederholfrequenz $(S/N)_{nm}$. Ist jedoch das ursprüngliche S/N-Verhältnis bei der Integration von n Pulsen $(S/N)_n$ ausreichend, so kann auch die Pulsspitzenleistung P_t unter Beibehaltung des S/N-Verhältnisses bei erhöhter Pulswiederholfrequenz f_{pw} erniedrigt werden, wobei P_t proportional zum Kehrwert der Pulswiederholfrequenz ist. Im oberen Teil von Fig. 2 ist ein Ausschnitt eines beispielhaft ausgewählten 8-Bit-PN-Codes dargestellt. Besitzt der verwendete Code eine geeignete Autokorrelationsfunktion (AKF), so kann hierdurch der Eindeutigkeitsbereich für die Entfernungsmessung durch die Codierung des Signals vergrößert werden.

[0054] In Fig. 3 sind die Zusammenhänge bezüglich der Autokorrelationsfunktionen näher erläutert. Im oberen Teil von Fig. 3 ist die Autokorrelationsfunktion eines 8-Bit-PN-Codes über den Wertebereich von $v = 1$ bis $v = 255$ dargestellt. Grundsätzlich stellt die Autokorrelationsfunktion des PN-Codes das Ergebnis nach einer Multiplikation des PN-Codes mit sich selbst und nachfolgender Summation in Abhängigkeit von der Verschiebung des Code um v Takte dar. Im unteren Teil von Fig. 3 ist ein Ausschnitt der Autokorrelationsfunktion eines beispielhaft ausgewählten 8-Bit-PN-Code über Verschiebungen von 0 bis 5 Takten dargestellt. Wird nun zwischen dem Empfangs- und dem Referenzsignal eine relative Verschiebung von 0 Sekunden eingestellt, so erhält man für einen 8-Bit-PN-Code den maximalen Wert der Autokorrelationsfunktion, welcher $2^8 - 1 = 255$ beträgt. Erhöht man den Wert der Verschiebung, so verringert sich der Wert der Autokorrelationsfunktion. Ab einer Verschiebung von $v \geq 1$ erhält man für das in Fig. 3 dargestellte Beispiel einen Wert von -1 . Dieses deutlich ausgeprägte Maximum der Autokorrelationsfunktion eines ausgewählten PN-Codes bei $v = 0$ ermöglicht eine genaue Messung der zeitlichen Verzögerung des empfangenen Signals und damit eine eindeutige Bestimmung der Zielentfernung.

[0055] Bei einer Schrittweite der Verschiebung von $\Delta v \leq 0,5$ erhält man eine ausreichende Auflösung der Autokorrelationsfunktion für eine Interpolation des Maximums. Aufgrund der Periodizität der Autokorrelationsfunktion erstreckt sich der Eindeutigkeitsbereich dieses Codes von $v = 0$ bis $V_{max} = N - 1$. Abhängig von der Taktfrequenz, mit der die einzelnen Chips auf das Radarsignal moduliert werden, kann man dem "Peak" der Autokorrelationsfunktion eine räumliche Ausdehnung zuordnen. Für einen Code mit einer Rahmenlänge (Periode) von N Chips und einer Chip-Taktfrequenz oder Pulswiederholfrequenz f_{pw} ergibt sich ein räumlicher Eindeutigkeitsbereich, welcher von 0 bis R_{cin} reicht, wobei

$$R_{cin} = \frac{(N - 1)c}{2f_{pw}}$$

gilt.

[0056] An den Eindeutigkeitsbereich ist die Bedingung

$$R_{cin} \geq R_{max}$$

zu stellen. Ansonsten läge für die Zielentfernungen, welche zwischen R_{cin} und R_{max} liegen, ein mehrdeutiger Messwert von

$$\hat{r} = r - nR_{cin}$$

mit $n = 0, 1, \dots$ und $\hat{r} \geq 0$ vor.

[0057] Für die Überwachung des für den Radar-Sensor instrumentierten Bereichs von 0 bis R_{inst} wäre dann eine maximale Codeverschiebung von

$$v_{inst} = \frac{2R_{inst}f_{pw}}{c}$$

Takten notwendig.

[0058] In Fig. 4 sind prinzipielle Modulationsarten einer Trägerfrequenz dargestellt. Das Sendesignal des Radar-Sensors entsteht durch Modulation der mit einem Lokalszillator (LO) erzeugten Trägerfrequenz f_0 mit dem entsprechenden PN-Code. Grundsätzlich stehen verschiedene Modulationsarten zur Verfügung, zum Beispiel PSK, QPSK, ASK, FSK und MSK. Die vorliegende Erfindung bezieht sich hauptsächlich auf die Modulationsarten ASK und PSK sowie auf eine PSK-Modulation mit Austastung von Phasenübergängen. Im oberen Teil von Fig. 4 ist ein Ausschnitt eines 8-Bit-PN-Code dargestellt. Der mittlere Teil zeigt ein mit dem PN-Code amplitudenmoduliertes Signal ASK. Der untere Teil zeigt ein mit dem PN-Code phasenmoduliertes Signal PSK_A, wobei die Phasenübergänge ausgetastet sind.

[0059] Im realen Aufbau des Sensors entstehen Übergangszeiten zwischen dem Ein- bzw. Aus-Zustand des Signals bei ASK- und PSK-Modulation. Diese sind bei der Modellierung des in Fig. 4 dargestellten Beispiels mit einer Dauer von zum Beispiel 100 ps für den Übergang zwischen 0° und 180° berücksichtigt worden. Die Trägerfrequenz muss bei PSK ein ganzzahliges Vielfaches der Pulswiederholfrequenz beziehungsweise der Chip-Taktfrequenz sein. Um eine optimale Störsignalunterdrückung zu erreichen, ist es notwendig, dass man nach einer Integration der Autokorrelationsfunktion über einen oder mehrere Rahmen bei $v = 0$ einen möglichst großen Wert erhält. Bei Codeverschiebungen zwischen $v = 1$ bis zur maximal genutzten Codeverschiebung v_{inst} sollen möglichst geringe Werte auftreten. Zweckmäßig ist in diesem Zusammenhang eine PSK-Modulation der Trägerfrequenz f_0 . Die Phasenlage von f_0 wird bei einer PSK-Modulation zwischen 0° und 180° umgetastet.

[0060] Da die Umschaltung der Phasenlage im realen Aufbau nicht instantan erfolgt, entstehen nach der Integration des Signals Fehler. Hierdurch wird das Verhältnis δ zwischen der Amplitude bei $v = 0$ und der maximalen Amplitude bei $v > 1$ verringert. Wird das PSK-modulierte Signal während der Übergangszeit zwischen verschiedenen Phasenlagen ausgetastet, wie es in Fig. 4 unten dargestellt ist, so kann man diesen Fehler minimieren.

[0061] In Fig. 5 sind Beispiele für Autokorrelationsfunktionen für verschiedene Szenarien dargestellt. Der obere Teil von Fig. 5 zeigt die Autokorrelationsfunktion des ASK-modulierten Signals. Der mittlere Teil zeigt eine Autokorrelationsfunktion des phasenmodulierten Signals PSK mit nicht idealen Phasenübergängen, wobei die Phasenübergänge nicht ausgetastet sind. Der untere Teil zeigt eine Phasenmodulation des Signals PSK_A mit Austastung der Phasenübergänge. Bei einer ASK-Modulation ergibt sich im dargestellten Beispiel $\delta \approx 2$. Bei einer PSK-Modulation ohne Austastung der Phasenübergänge ergibt sich $\delta \approx 10$ und bei einer

PSK_A-Modulation mit Austastung der Phasenübergänge ergibt sich $\delta \approx 255$. Somit wird durch die Austastung eine wesentlich bessere Detektion des Maximums beziehungsweise eine effektivere Störsignalunterdrückung erreicht.

[0062] Durch die Kombination von ASK und PSK, wobei ASK im Sendezweig und PSK im Empfangszweig verwendet wird oder umgekehrt, geht δ theoretisch gegen unendlich. Dies bedeutet, dass die Autokorrelationsfunktion für $v > 1$ Null ist. Die Verbesserung des S/N-Verhältnisses ist bei gleicher Chip-Taktfrequenz f_{PW} um ca. 3 dB geringer als bei einer reinen Phasenmodulation PSK. Bei einer Amplitudenmodulation ASK im Sendezweig und bei einer Phasenmodulation PSK im Empfangszweig sinkt die mittlere Sendeleistung um den gleichen Faktor. Durch die Austastung der Phasenübergänge verringert sich die Breite des Maximums der Autokorrelationsfunktion, beziehungsweise die Bandbreite des Amplitudenspektrums wird vergrößert. Dies verbessert die Trennfähigkeit zwischen unterschiedlichen Zielen bei gleicher Taktfrequenz f_{PW} , wobei jedoch eine kleinere Schrittweite für die Codeverschiebung Δv erforderlich ist. Alternativ kann auch die Pulsbreite τ bei ungefähr gleichbleibender Ortsauflösung, Trennfähigkeit, Schrittweite und Bandbreite erhöht werden.

[0063] Fig. 6 zeigt eine schematische Darstellung einer Ausführungsform einer Radareinrichtung, an welcher grundlegende Prinzipien erläutert werden können. Die schematische Darstellung ist stark vereinfacht. Insbesondere ist nur der Inphase(I)-Kanal dargestellt, und der Quadratur(Q)-Kanal wurde fortgelassen, wobei dieser jedoch prinzipiell identisch aufgebaut sein kann. Die Radareinrichtung umfasst einen Taktgeber 10 zum Erzeugen einer Pulswiederholfrequenz PRF. Die Pulswiederholfrequenz wird einem PN-Generator 12 zugeführt. Weiterhin ist ein Lokaloszillator 14 (LO) vorgesehen, welcher eine Trägerfrequenz f_0 von beispielsweise 24 GHz erzeugt. Die Trägerfrequenz wird von dem Lokaloszillator 14 einem 3 dB-Leistungsteiler 16 zugeführt. Der Leistungsteiler versorgt über einen ersten Phasenmodulator 18 einen Sendezweig. Der Phasenmodulator 18 ist hier schematisch als Schalter dargestellt. Beispielsweise kann er als Mischer realisiert sein. Ferner versorgt der Leistungsteiler 16 über einen zweiten Phasenmodulator 20, welcher ebenfalls als Mischer realisiert sein kann, einen Empfangszweig. Die Ausgänge der Phasenmodulatoren 18, 20 sind jeweils mit Schaltern 22, 24 zum Austasten der Phasenübergänge verbunden. Der Ausgang des Schalters 22 im Sendezweig liefert das Sendesignal. Der Ausgang des Schalters 24 im Empfangszweig ist mit einem Mischer 26 verbunden. Diesem Mischer 26 wird neben dem Ausgangssignal des Schalters 24 das Empfangssignal eingegeben. Der Ausgang des Mixers 26 ist mit einem Tiefpass 28 verbunden, welcher das Inphase(I)-Signal als Ausgangssignal liefert. Ferner ist ein Microcontroller beziehungsweise ein digitaler Signalprozessor 30 vorgesehen, welcher eine Verzögerung 32 steuert. Diese Verzögerung dient der Verzögerung sowohl der Pulswiederholfrequenz als auch des PN-Code im Empfangszweig. Während im Sendezweig die Pulswiederholfrequenz direkt auf eine Pulsformung 34 gegeben wird, deren Ausgangssignal den Schalter zum Austasten 22 der Phasenübergänge im Sendezweig schaltet, wird die Pulswiederholfrequenz im Empfangszweig über die Verzögerung 32 auf eine Pulsformung 36 gegeben, welche den Schalter 24 zum Austasten der Phasenübergänge im Empfangszweig schaltet. Ferner dient der PN-Code direkt zur Phasenmodulation im Sendezweig, indem er den Schalter 18 zur Phasenmodulation schaltet. Im Empfangszweig wird der PN-Code verzögert auf den Schalter 20 zur Phasenmodulation geführt. Der Empfangszweig endet in einer Empfangsantenne 38; der Sendezweig endet in einer Sendean-

tenne 48.

[0064] Die Radareinrichtung gemäß Fig. 6 arbeitet wie folgt. Der Lokaloszillator 14 erzeugt eine Trägerfrequenz, welche über den Leistungsteiler 16 dem Sendezweig zugeführt wird. Ein Teil der Leistung der Trägerfrequenz wird dem Empfangszweig zur Erzeugung eines Referenzsignals zugeführt. In dem Sendezweig wird die Trägerfrequenz durch den Phasenmodulator 18 phasenmoduliert. Die Phasenmodulation erfolgt durch den PN-Code, welcher von dem PN-Generator 12 erzeugt wird. Das phasenmodulierte Signal wird von dem Phasenmodulator 18 auf einen Schalter 22 zum Austasten der Phasenübergänge geführt. Dieser Schalter wird von einem Ausgangssignal der Pulsformung 34 betätigt, welches ein Zeitfenster für die Austastung in Abhängigkeit der Pulswiederholfrequenz 10 erzeugt. Die Pulswiederholfrequenz 10 ist somit für die unverzögerte Festlegung eines Zeitfensters für die Pulsformung 34 als auch für die unverzögerte Bereitstellung des PN-Codes für die Phasenmodulation 18 verantwortlich. Im Empfangszweig wird das Ausgangssignal des Leistungsteilers 16 ebenfalls in dem Phasenmodulator 20 phasenmoduliert. Das Ausgangssignal des Phasenmodulators 20 wird dem Schalter 24 zum Austasten zugeführt, wobei der Schalter 24 von einem Ausgangssignal der Pulsformung 36 betätigt wird. Diese Pulsformung 36 wird von der Pulswiederholfrequenz verzögert gesteuert. Ebenfalls wird der Phasenmodulator 20 von einem verzögerten PN-Code geschaltet.

[0065] Grundsätzlich ist die Reihenfolge der Phasenumschalter 18, 20 und der jeweiligen Schalter zum Austasten 22, 24 beliebig. Die Austastung und/oder Phasenumschaltung kann sich auch zwischen Empfangsantenne 38 und Mischer 26 befinden. Die Austastung kann sich weiterhin zwischen Mischer 26 und Tiefpass 28 befinden.

[0066] In Fig. 7 ist ein Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Radareinrichtung dargestellt. Eine Sendeeinheit T mit Mitteln 18 zum Modulieren eines Sendesignals ist mit einer, Sendeanenne 48 ausgestattet. Den Mitteln 18 zum Modulieren wird von einem PN-Coder 12 ein PN-Code zugeführt. Dieser PN-Code wird ebenfalls Mitteln 32 zum Verzögern des Codes übermittelt. Der verzögerte Code wird einer Empfängereinheit R mit Mitteln 20 zum Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig zugeführt. Der verzögerte Code dient so als Referenzsignal S_R . Der Empfänger ist mit einer Empfangsantenne 38 ausgestattet. Der Sendeeinheit T wird von einem Lokaloszillator 14 über Mittel 15 zum Modulieren des Sendesignals die Trägerfrequenz f_0 übermittelt. Diese Trägerfrequenz f_0 wird ebenfalls der Empfängereinheit R eingegeben, wo dieses mit dem Empfangssignal gemischt wird. Das Ausgangssignal der Empfängereinheit wird von einem Tiefpass und Verstärker 17 gefiltert und verstärkt. Nachfolgend wird das Signal Mitteln 19 zur Betragsbildung zugeführt, wobei hier der Betrag aus dem I- und dem Q-Signal gebildet wird: $|s_i + js_i|$. Dieser I/Q-Betrag wird Mitteln 13₁, 13₂, ... 13_k zugeführt, welche jeweils einem Empfangskanal 11₁, 11₂, ... 11_k zugeordnet sind. Jedes dieser Modulationsmittel 13₁, 13₂, ... 13_k arbeitet mit einem bestimmten Code C_1 , C_2 , ... C_k , wobei diese von den jeweiligen Mitteln 120₁, 120₂, ... 120_k zum Erzeugen der Codes geliefert werden. Einer dieser Codes, im vorliegenden Fall der Code C_1 wird dafür verwendet, das Lokaloszillatorsignal in den Mitteln 15 zum Modulieren des Sendesignals zu modulieren.

[0067] Im vorliegenden allgemeinen Fall gemäß Fig. 7 können Mittel 18 zum Modulieren eines Sendesignals, die Mittel 20 zum Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig, die Mittel 13₁, 13₂, ... 13_k zum Demodulieren und die Mittel 15 zum zusätzlichen Modulieren des Sendesignals eine Amplitudenmodulation ASK, eine Frequenz-

modulation FSK oder eine Phasenmodulation PSK ausführen. Das ganze System wird von einer Steuerung 21 gesteuert.

[0068] Vorzugsweise erfolgt die Codegenerierung und die Demodulation in den Empfangskanälen $11_1, 11_2, \dots, 11_k$ mit einer relativ geringen Taktfrequenz, bevorzugt mit einem ganzzahligen Teil f_{PN}/m ($m = 1, 2, \dots$) der Wiederholfrequenz eines Rahmens (Periode) des PN-Codes f_{PN} . Die zusätzliche Codierung und Demodulation ist auf der Niederfrequenzebene 29 möglich, so dass aus diesem Grund nur ein relativ geringer Hardwareaufwand erforderlich ist.

[0069] Überdecken sich nun die Erfassungsbereiche der jeweiligen Sensoren und wird das Sendesignal jedes dieser Sensoren mit einem anderen geeigneten Code C_1, C_2, \dots, C_k moduliert, dann können in jedem Sensor jeweils das an den Zielen reflektierte Sendesignal des eigenen Sensors und das reflektierte Sendesignal der jeweils anderen Sensoren im jeweiligen Empfangskanal $11_1, 11_2, \dots, 11_k$ ausgewertet werden.

[0070] Fig. 8 zeigt eine weitere Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Radareinrichtung. Komponenten, die denjenigen aus Fig. 7 entsprechen, sind mit denselben Bezugszeichen gekennzeichnet. Die Besonderheit der Schaltung gemäß Fig. 8 besteht darin, dass von dem Coder 120 drei orthogonale Codes erzeugt werden. Im vorliegenden Fall können die Modulatoren 15, 20 beispielsweise eine PSK-Modulation durchführen. Demodulator 18 führt eine ASK-Modulation oder eine PSK-Modulation durch. Die Demodulatoren 13₂, 13₂, 13₃ arbeiten als ASK-Modulatoren.

[0071] Ein Beispiel für die Erzeugung der orthogonalen Codes wird anhand von Fig. 9 schematisch erläutert. Sie erfolgt mit Hilfe eines Zählers 23 und mehrerer EXOR-Gatter 25. Eine ideale Entkopplung der jeweiligen Radar-Sensoren erhält man zum Beispiel durch zyclische Invertierung.

[0072] Für die Ableitung des 1. Codes $C_1(n)$ gilt:

$$C_1(n) = (-1)^n; n = 1, 2, \dots$$

[0073] Allgemein gilt für alle weiteren orthogonalen Codes $C_i(n)$:

$$C_i(n) = (-1)^{\text{runden}(n/2i-1)} C_{i-1}(n); i = 2 \dots k$$

mit: $C_1 = -1, 1, -1, 1, -1, \dots$; $C_2 = 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, \dots$; $C_3 = 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, \dots$ usw.

[0074] Bei jeder Ableitung i verdoppelt sich die Rahmenlänge N des PN-Codes und beträgt dann insgesamt $2^i N$. Da die einzelnen Codeelemente (Chips) über mindestens eine Rahmenlänge integriert werden müssen, ist ggf. die Grenzfrequenz des zur Integration verwendeten Tiefpasses um den Faktor 2^k zu erniedrigen. Bei z. B. $k = 3$ verschiedenen Kanälen erhält man eine Rahmenlänge von $N \cdot 8$ Chips.

[0075] Eine vereinfachte Schaltung zur Erzeugung von zwei orthogonalen Codes ist in Fig. 10 schematisch dargestellt. Hier wird anstelle eines Zählers ein Toggle Flip-Flop (TFF) 27 verwendet, der zusammen mit einem EXOR-Gatter die beiden Codes zur Verfügung stellt.

[0076] In Fig. 11 ist eine Schaltung dargestellt, in welcher das Schaltungsprinzip gemäß Fig. 10 zum Einsatz kommen kann. In Fig. 11 sind wiederum Elemente, welche denjenigen aus Fig. 7 entsprechen, mit denselben Bezugszeichen gekennzeichnet. Der Coder 120 liefert zwei orthogonale Codes C_1, C_2 in den Kanälen $11_1, 11_2$.

[0077] Es wird eine PSK-Modulation in den Empfangskanälen $11_1, 11_2$ verwendet, wodurch sich die Schaltung vereinfacht. In diesem Fall können zusätzlich ein nicht codierter Kanal 11_x und ein weiterer Sensor ohne zusätzliche Co-

dierung des Sendesignals realisiert werden. Im Sendezweig kann von den Mitteln 18 zur Modulation eine PSK-Modulation oder eine ASK-Modulation verwendet werden. Es ergibt sich bei gleicher Anzahl von Empfangskanälen im Vergleich zur Codierung mit ASK im Empfangszweig die halbe Rahmenlänge.

[0078] Die vorliegende Beschreibung erläutert die Erfindung weitgehend am Beispiel von PN-Codes. Anstelle von PN-Codes können jedoch auch andere Codes verwendet werden, wie z. B. Gold Codes, M-Sequenzen, Kasami-Sequenzen, Wavelets etc.

[0079] Die vorhergehende Beschreibung der Ausführungsbeispiele gemäß der vorliegenden Erfindung dient nur zu illustrativen Zwecken und nicht zum Zwecke der Beschränkung der Erfindung. Im Rahmen der Erfindung sind verschiedene Änderungen und Modifikationen möglich, ohne den Umfang der Erfindung sowie ihre Äquivalente zu verlassen.

Patentansprüche

1. Radareinrichtung mit Mitteln (12) zum Erzeugen eines ersten Code, Mitteln (18) zum Modulieren eines Sendesignals in einem Sendezweig mit dem ersten Code, Mitteln (32) zum Verzögern des ersten Code, Mitteln (20) zum Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig mit dem verzögerten ersten Code und Mitteln zum Mischen eines Referenzsignals mit einem Empfangssignal, **dadurch gekennzeichnet**, dass mehrere Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) vorgesehen sind, dass die Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) Mittel ($120_1, 120_2, \dots, 120_k$) zum Erzeugen weiterer Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) aufweisen, dass die Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) Mittel ($13_1, 13_2, \dots, 13_k$) zum Demodulieren mit den jeweiligen weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) aufweisen und dass Mittel (15) zum modulieren des Sendesignals mit mindestens einem der weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) vorgesehen sind.
2. Radareinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation eines der Signale mit dem ersten Code durch eine Amplitudenmodulation (ASK; "Amplitude Shift Keying") erfolgt und dass die Modulation des anderen Signals mit dem ersten Code durch eine Phasenmodulation (PSK; "Phase Shift Keying") erfolgt.
3. Radareinrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt und dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Amplitudenmodulation (ASK) oder Frequenzmodulation (FSK; "Frequency Shift Keying") erfolgt.
4. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Amplitudenmodulation (ASK), Frequenzmodulation (FSK) oder Phasenmodulation (PSK) erfolgt und dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt.
5. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine der ge-

- nannten Kombinationen von Modulationsarten unabhängig von den für den ersten Code verwendeten Modulationsarten für die weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) verwendet wird.
6. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass ein Tiefpass (17) zur Filterung der Signale vor der Demodulation vorgesehen ist. 5
7. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Codes Pseudo-Noise-Codes (PN-Codes) sind. 10
8. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Erzeugung der weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) und die Demodulation mit einer Taktfrequenz erfolgen, die ein ganzzahliger Teil der Pulswiederholfrequenz zur Erzeugung des ersten PN-Code ist. 15
9. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass k Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) vorgesehen sind, 20
- dass k Mittel zum Erzeugen von weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) vorgesehen sind und
- dass die jeder der k weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) zu jedem anderen der k - 1 weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) orthogonal ist. 25
10. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Erzeugung der orthogonalen Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) ein Zähler (23) und mehrere EXOR-Gatter (25) vorgesehen sind. 30
11. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Erzeugung der orthogonalen Codes ein Toggle Flip-Flop (TFF) (27) und ein EXOR-Gatter (25) vorgesehen sind. 35
12. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Verwendung von PSK im Empfangszweig zusätzlich ein nicht codierter Empfangskanal (11_x) vorgesehen ist.
13. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass digitale Mittel (30) zum Steuern der Verzögerung vorgesehen sind. 40
14. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass Schaltungsmittel zum Steuern der Verzögerung vorgesehen sind. 45
15. Radareinrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel (22, 24, 34, 36) zum Austasten von Phasenübergängen vorgesehen sind.
16. Verfahren zum Codieren einer Radareinrichtung mit den Schritten 50
- Erzeugen eines ersten Code,
 - Modulieren eines Sendesignals in einem Sendezweig mit dem ersten Code,
 - Verzögern des ersten Code, 55
 - Modulieren eines Signals in einem Empfangszweig mit dem verzögerten ersten Code und
 - Mischen eines Referenzsignals mit einem Empfangssignal, dadurch gekennzeichnet,
 - dass mehrere Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) vorgesehen sind, 60
 - dass in den Empfangskanälen ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) weitere Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) erzeugt werden,
 - dass die Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) Signale mit den jeweiligen weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) moduliert werden und 65
 - dass das Sendesignals mit mindestens einem der weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) moduliert

- wird.
17. Verfahren nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation eines der Signale mit dem ersten Code durch eine Amplitudenmodulation (ASK; "Amplitude Shift Keying") erfolgt und
- dass die Modulation des anderen Signals mit dem ersten Code durch eine Phasenmodulation (PSK; "Phase Shift Keying") erfolgt.
18. Verfahren nach Anspruch 16 oder 17, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt und
- dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Amplitudenmodulation (ASK) oder Frequenzmodulation (FSK; "Frequency Shift Keying") erfolgt.
19. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 18, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation des Sendesignals mit dem ersten Code durch Amplitudenmodulation (ASK), Frequenzmodulation (FSK) oder Phasenmodulation (PSK) erfolgt und
- dass die Modulation des Signals mit dem ersten Code in dem Empfangszweig durch Phasenmodulation (PSK) erfolgt.
20. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass eine der genannten Kombinationen von Modulationsarten unabhängig von den für den ersten Code verwendeten Modulationsarten für die weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) verwendet wird.
21. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass die Signale vor der Demodulation in einem Tiefpass (17) gefiltert werden.
22. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass die Codes Pseudo-Noise-Codes (PN-Codes) sind.
23. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 22, dadurch gekennzeichnet, dass die Erzeugung der weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) und die Demodulation mit einer Taktfrequenz erfolgt, die eine ganzzahliger Teil der Pulswiederholfrequenz zur Erzeugung des ersten Code ist.
24. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 23, dadurch gekennzeichnet, dass k Empfangskanäle ($11_1, 11_2, \dots, 11_k$) vorgesehen sind, 60
- dass k Mittel zum Erzeugen von k weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) vorgesehen sind und
- dass jeder der k weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) zu jedem anderen der k-1 weiteren Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) orthogonal ist.
25. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 24, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Codes (C_1, C_2, \dots, C_k) durch ein Zähler (23) und mehrere EXOR-Gatter (25) erzeugt.
26. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 25, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Codes durch ein Toggle Flip-Flop (TFF) (27) und ein EXOR-Gatter (25) erzeugt.
27. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 26, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Verwendung von PSK im Empfangszweig zusätzlich ein nicht codierter Empfangskanal (11_x) vorgesehen ist.
28. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 27, dadurch gekennzeichnet, dass die Verzögerung durch digitale Mittel (30) gesteuert wird.
29. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 28,

dadurch gekennzeichnet, dass die Verzögerung durch
Schaltungsmittel gesteuert wird.

30. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 29,
dadurch gekennzeichnet, dass Phasenübergänge ausge-
tastet werden.

5

Hierzu 10 Seite(n) Zeichnungen

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

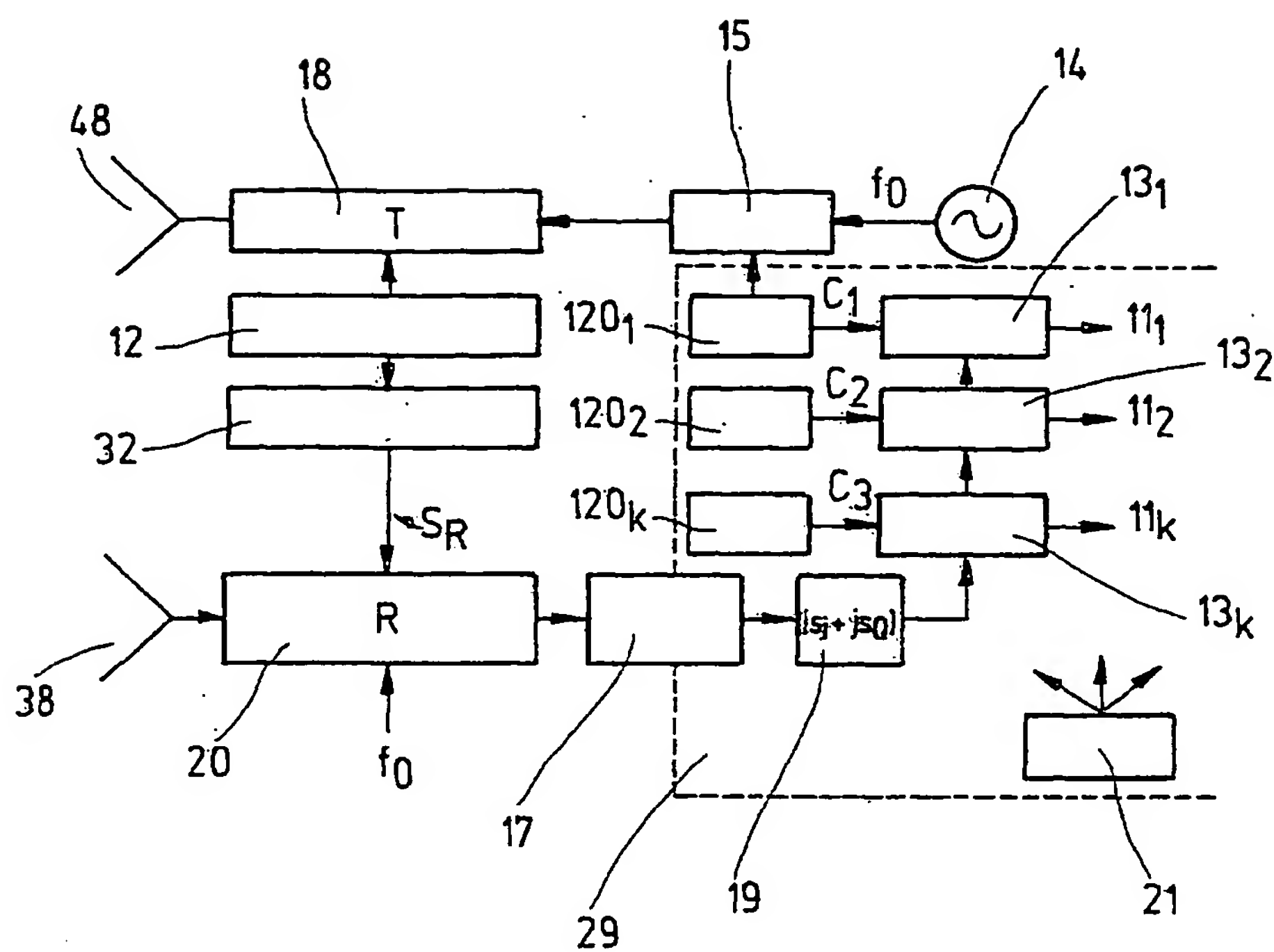


Fig.7

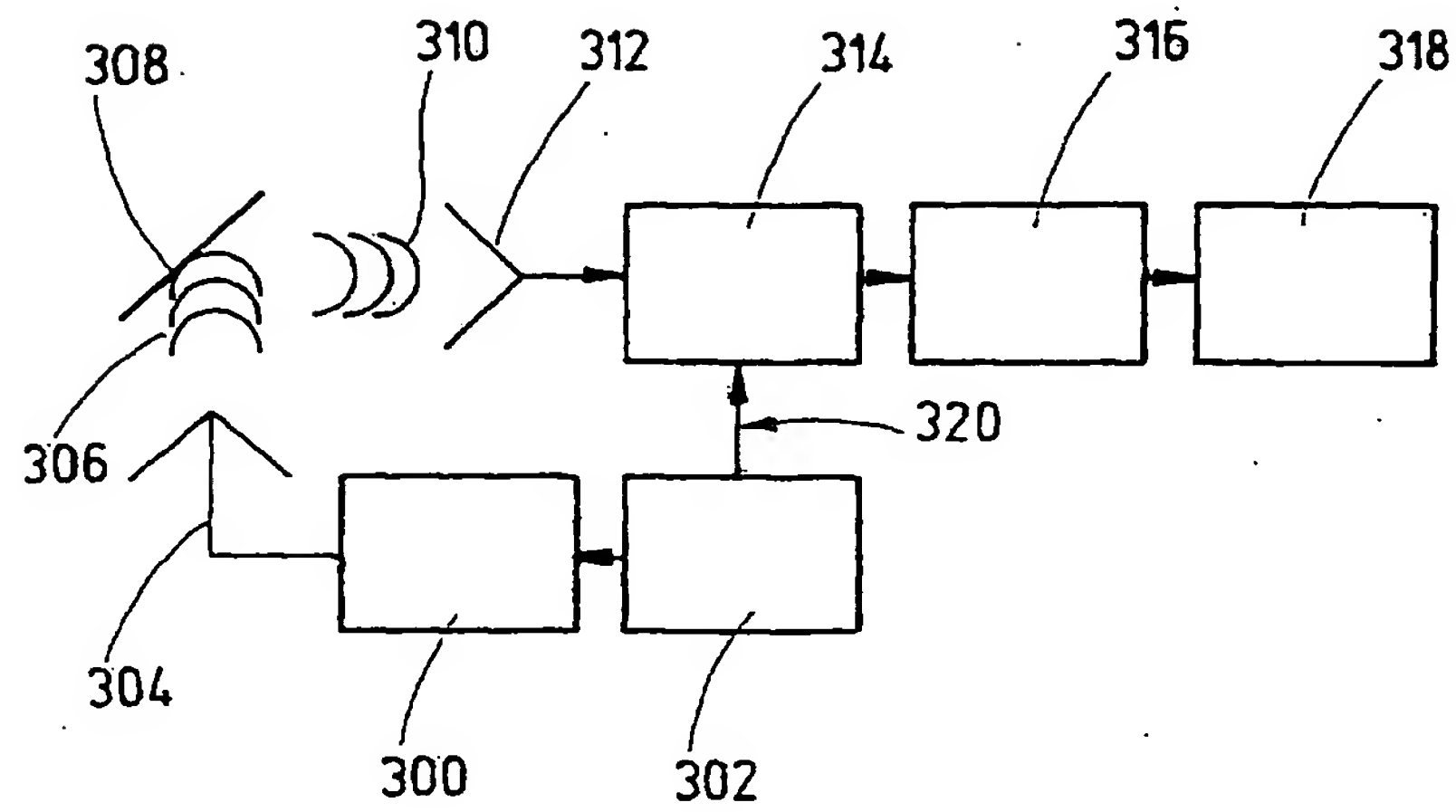


Fig.1
STAND DER TECHNIK

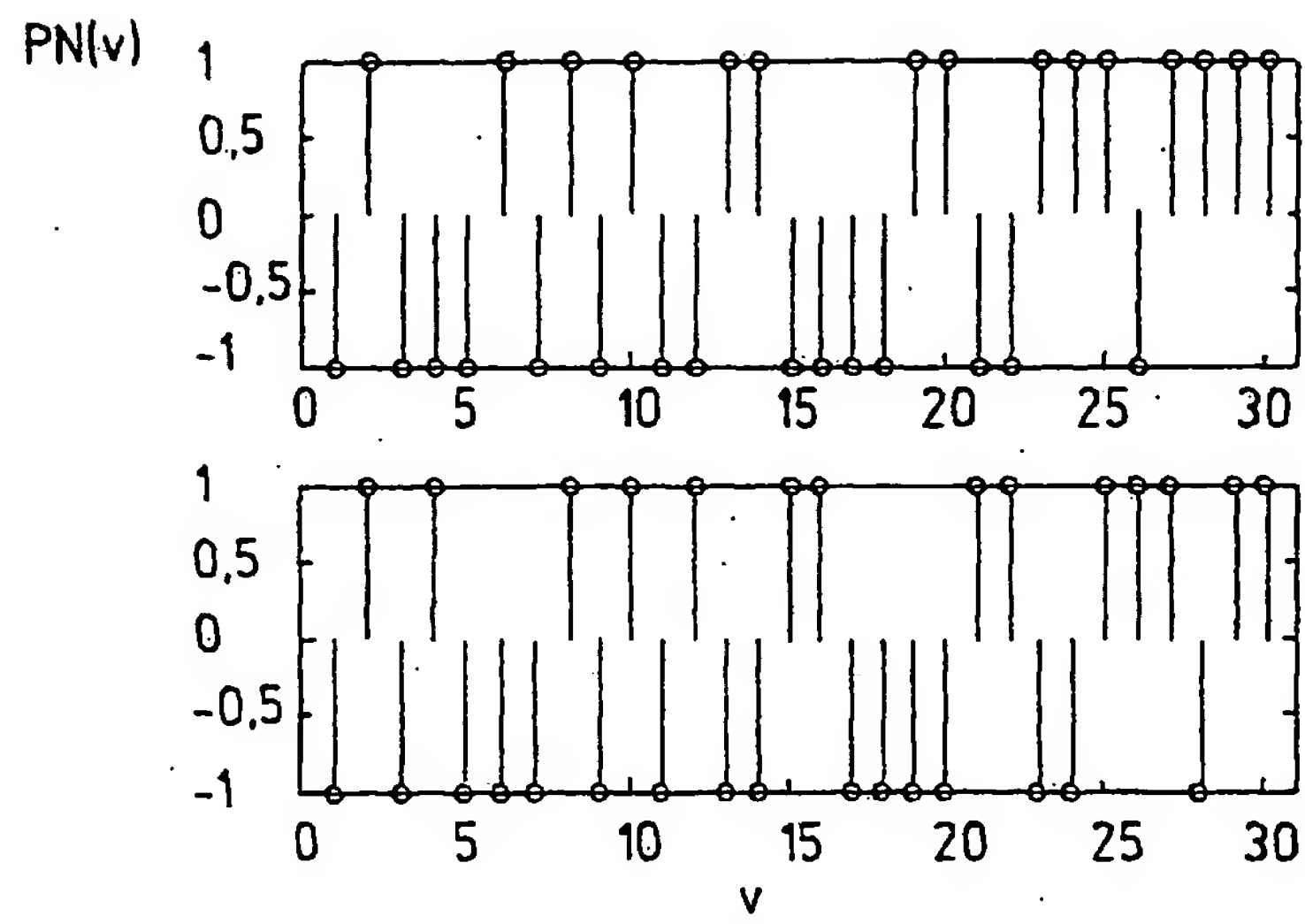


Fig.2

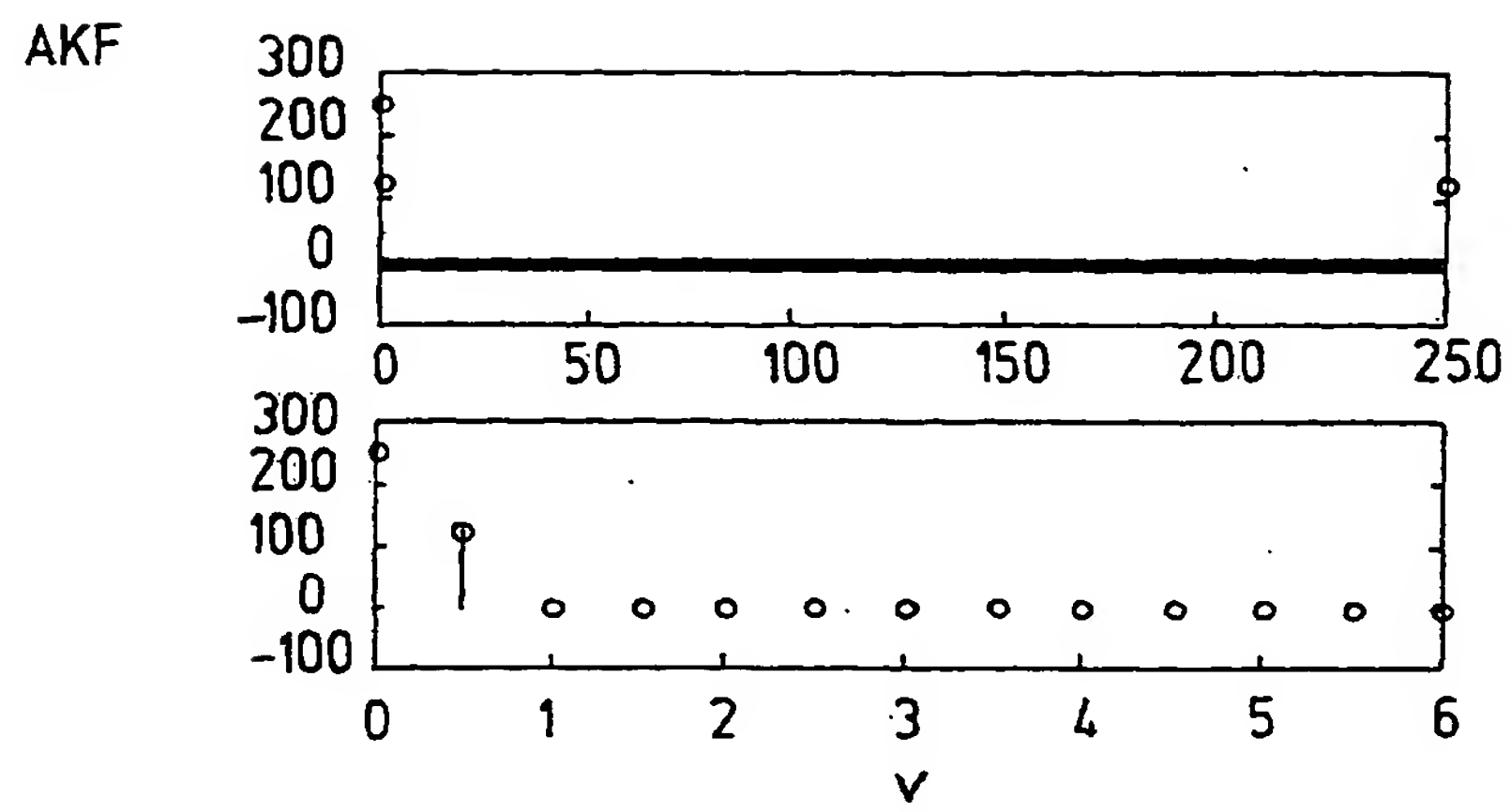


Fig.3

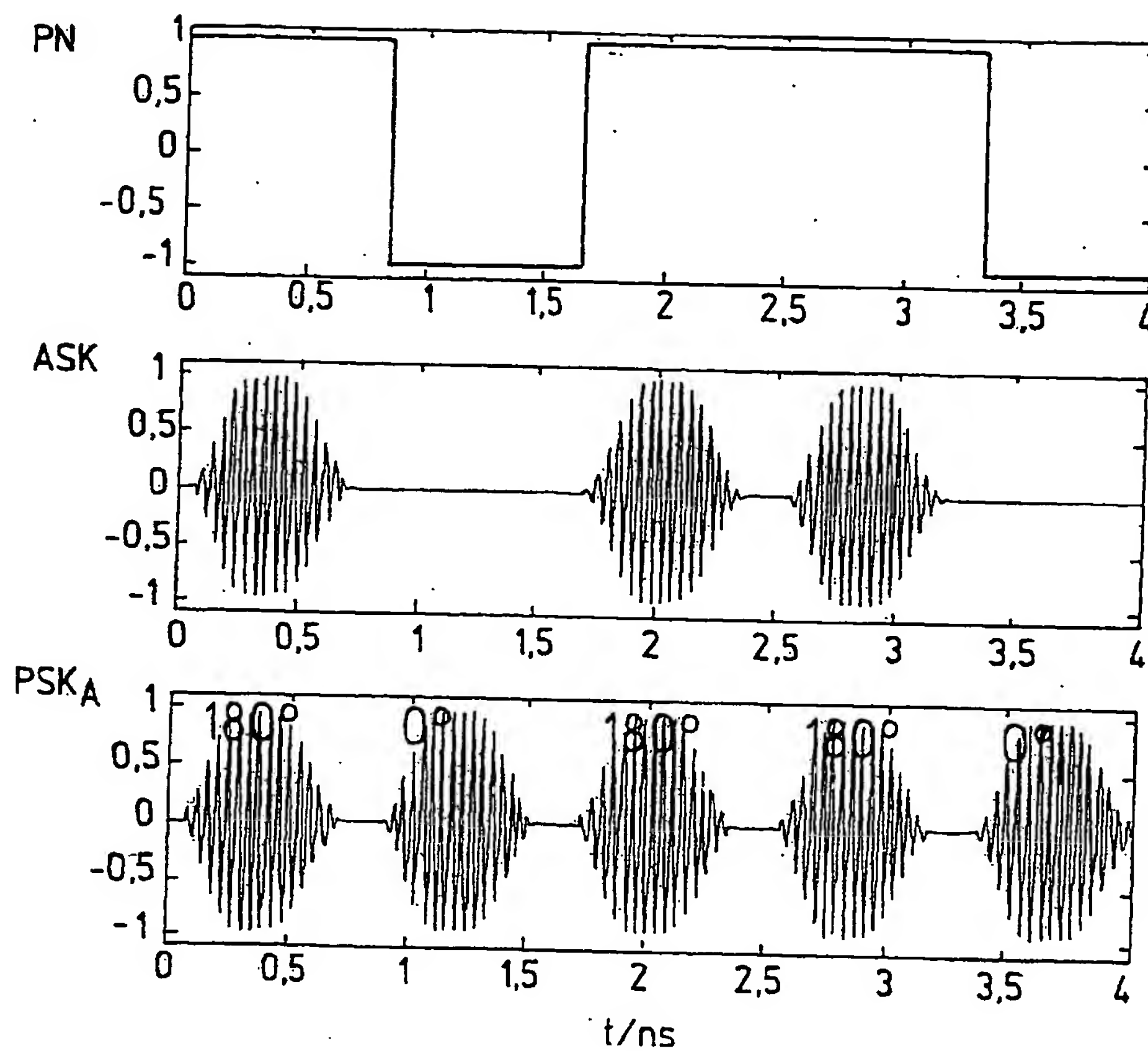


Fig.4

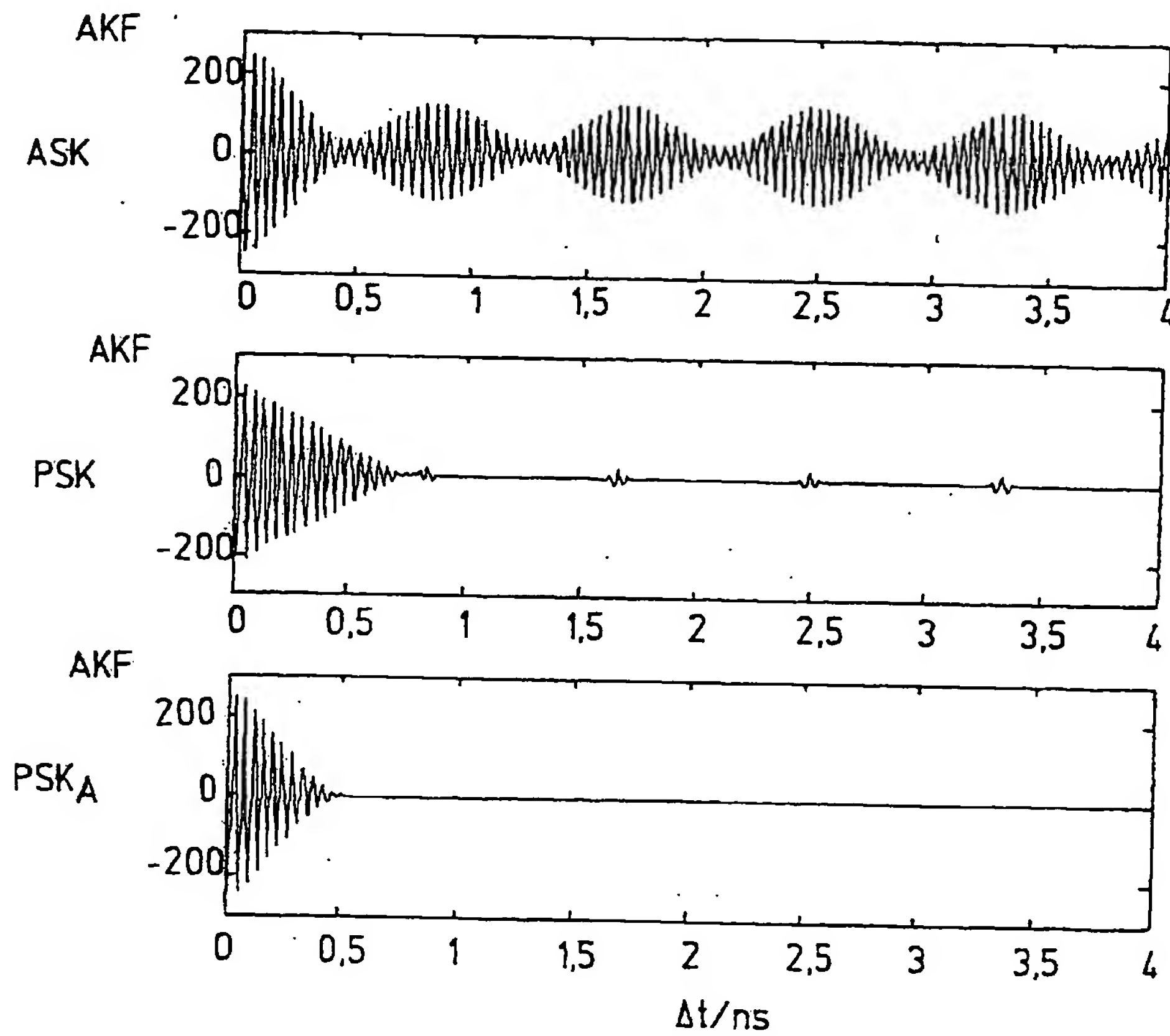


Fig.5

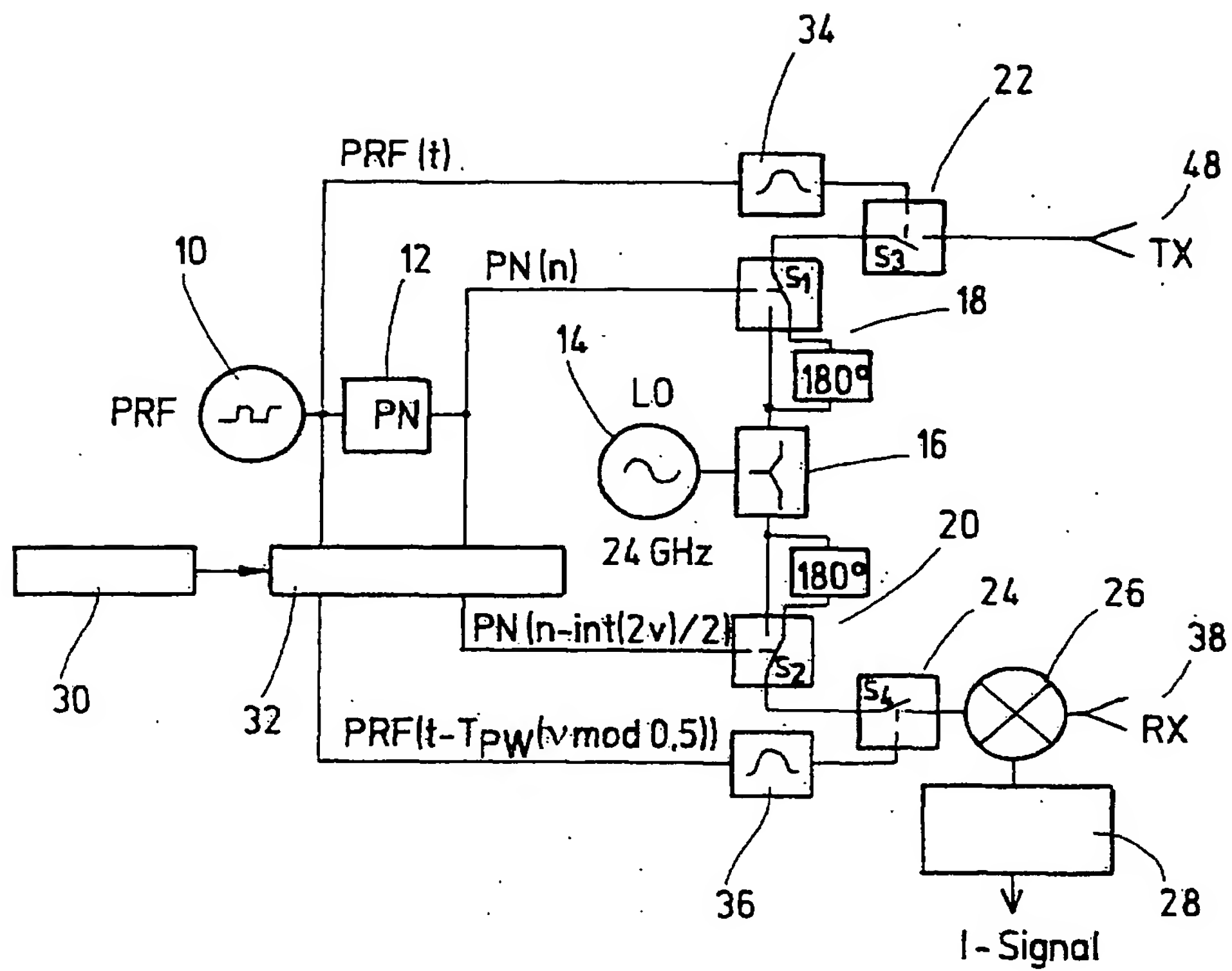


Fig.6

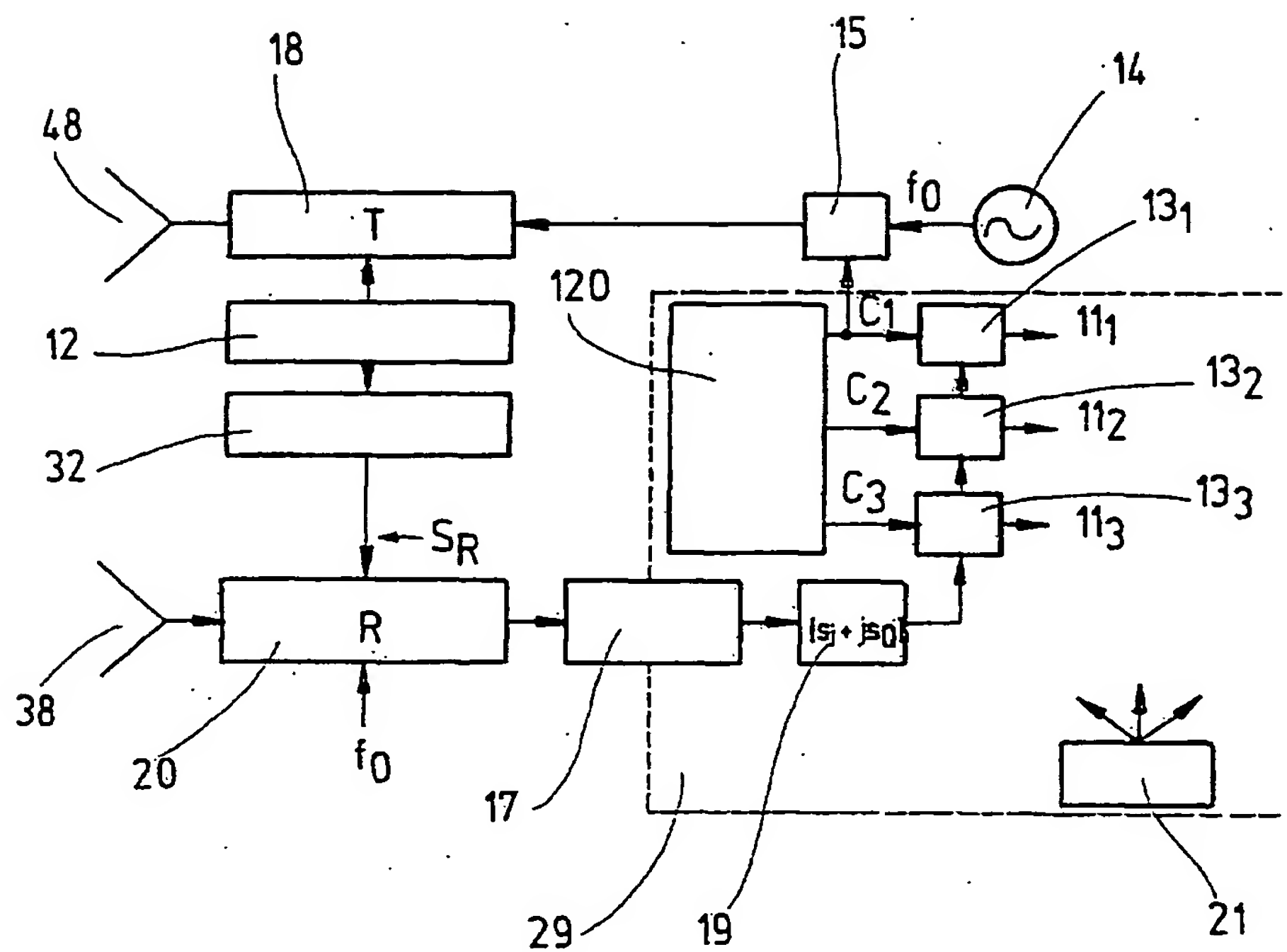
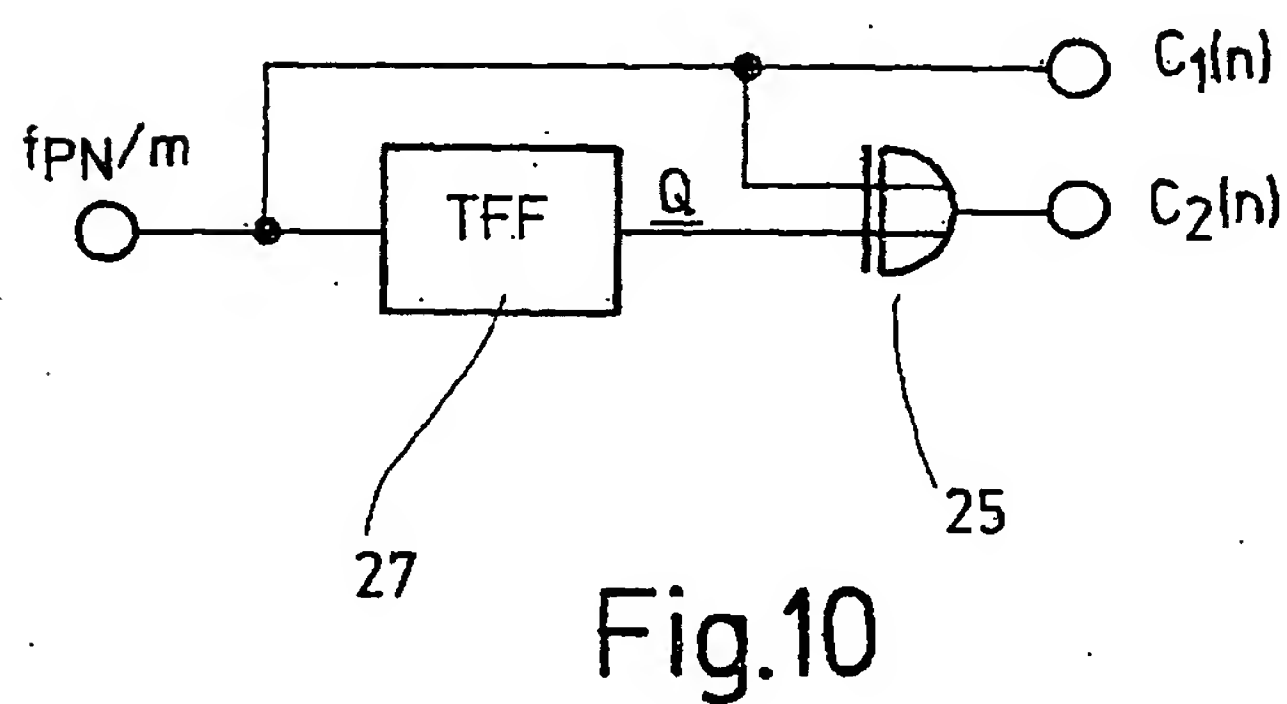
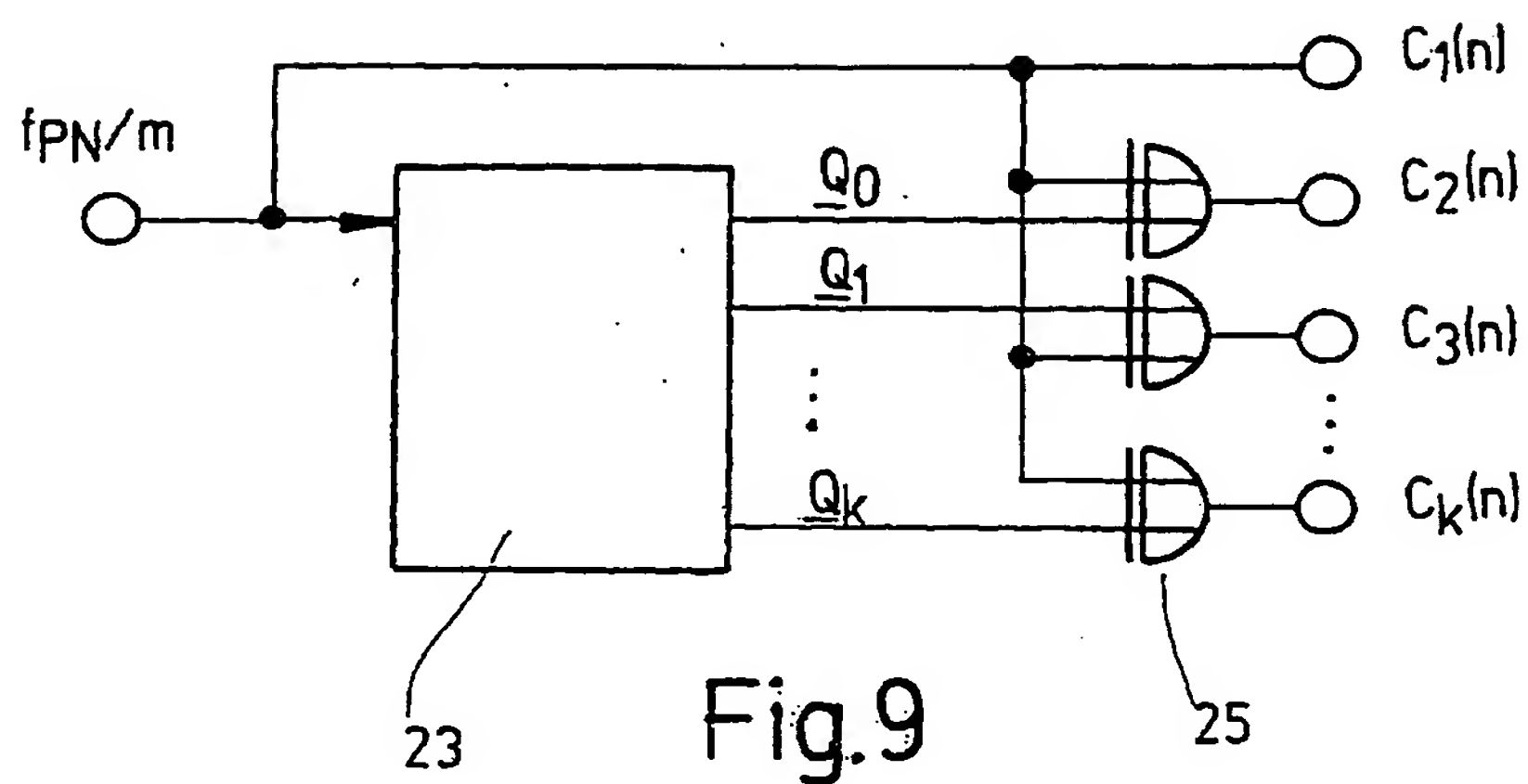


Fig.8



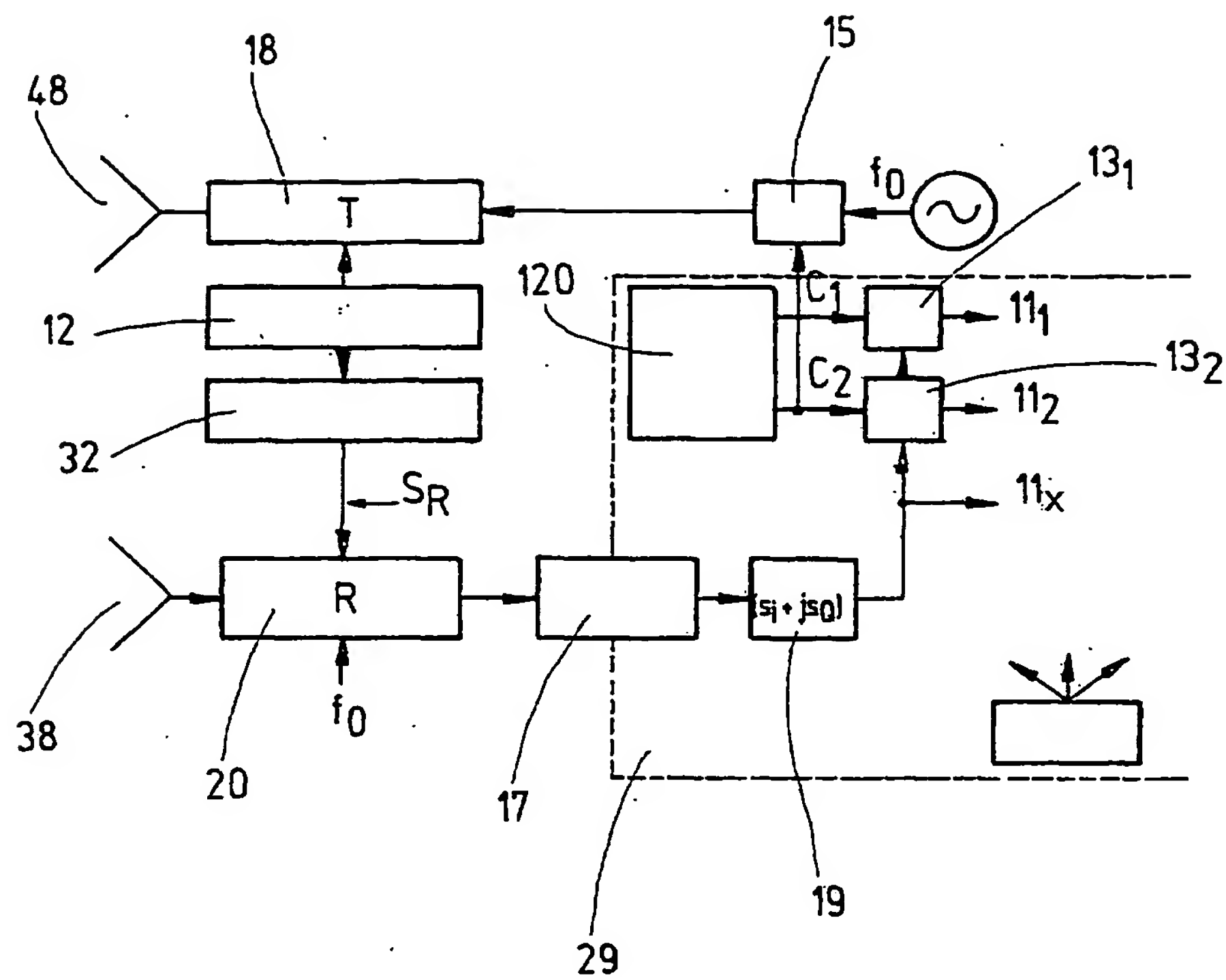


Fig.11

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ **BLACK BORDERS**

☒ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☒ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.